

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2012 年 8 月 2 日(02.08.2012)



(10) 国際公開番号
WO 2012/102264 A1

- (51) 国際特許分類:
H04B 10/02 (2006.01) H04B 10/18 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2012/051427
- (22) 国際出願日: 2012 年 1 月 24 日(24.01.2012)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2011-011544 2011 年 1 月 24 日(24.01.2011) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 日本
電信電話株式会社 (NIPPON TELEGRAPH AND
TELEPHONE CORPORATION) [JP/JP]; 〒1008116
東京都千代田区大手町二丁目 3 番 1 号 Tokyo
(JP).
- (72) 発明者: および
- (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 山崎 悦史
(YAMAZAKI, Etsushi) [JP/JP]; 〒1808585 東京都武
蔵野市緑町三丁目 9 番 1 1 号 N T T 知的財産セ
ンタ内 Tokyo (JP). 小林 孝行 (KOBAYASHI,
Takayuki) [JP/JP]; 〒1808585 東京都武蔵野市緑町
三丁目 9 番 1 1 号 N T T 知的財産センタ内
Tokyo (JP). 富沢 将人 (TOMIZAWA, Masahito)
[JP/JP]; 〒1808585 東京都武蔵野市緑町三丁目 9

番 1 1 号 N T T 知的財産センタ内 Tokyo (JP). 工
藤 理一 (KUDO, Riichi) [JP/JP]; 〒1808585 東京都
武蔵野市緑町三丁目 9 番 1 1 号 N T T 知的財産
センタ内 Tokyo (JP). 石原 浩一 (ISHIHARA, Koi-
chi) [JP/JP]; 〒1808585 東京都武蔵野市緑町三丁目
9 番 1 1 号 N T T 知的財産センタ内 Tokyo (JP).
中川 匡夫 (NAKAGAWA, Tadao) [JP/JP]; 〒
1808585 東京都武蔵野市緑町三丁目 9 番 1 1 号
N T T 知的財産センタ内 Tokyo (JP). 石川 光映
(ISHIKAWA, Mitsuteru) [JP/JP]; 〒1808585 東京都武
蔵野市緑町三丁目 9 番 1 1 号 N T T 知的財産セ
ンタ内 Tokyo (JP).

(74) 代理人: 岡田 賢治, 外 (OKADA, Kenji et al.); 〒
1050003 東京都港区西新橋二丁目 1 2 番 5 号瀬
戸ビル 3 階アイル知財事務所 Tokyo (JP).

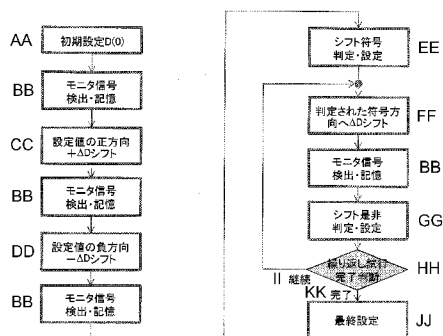
(81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保
護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA,
BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO,
CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI,
GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS,
JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS,
LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX,
MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PE, PG, PH, PL, PT,
QA, RO, RS, RU, RW, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST,

[続葉有]

(54) Title: METHOD FOR ESTIMATING AMOUNT OF WAVELENGTH DISPERSION, WAVELENGTH DISPERSION COM-
PENSATION CIRCUIT, AND RECEIVING DEVICE

(54) 発明の名称: 波長分散量推定方法、波長分散補償回路、及び受信装置

[図2]



- AA Initialize D (0)
BB Detect and store monitor signal
CC Shift setting by +ΔD in positive direction
DD Shift setting by -ΔD in negative direction
EE Determine and set shift sign
FF Shift ΔD in determined sign direction
GG Determine and set necessity of shift
HH Determine whether repeated attempts are finished
II Continue
JJ Final setting
KK Finish

(57) Abstract: The purpose of the present invention is to provide a method for estimating the amount of wavelength dispersion, a wavelength dispersion compensation circuit, and a receiving device, with which the amount of wavelength dispersion that should be compensated for in the receiving device, which compensates for waveform distortion in an optic fiber transmission line, is rapidly estimated and set with great precision. This wavelength dispersion compensation circuit (101) is provided with: an analog-digital converter (11) that converts an optical analog waveform received from the optical fiber transmission line into a digital signal; a digital signal processor (12) that compensates for waveform distortion due to wavelength dispersion in the optical fiber transmission line, which carries the digital signal outputted by the analog-digital converter (11), according to a dispersion compensation amount estimated according to a wavelength dispersion amount estimation method; and a symbol clock extractor (13) that extracts a symbol arrival timing clock for received data contained in the digital signal outputted by the analog-digital converter (11), and that outputs the intensity of the symbol arrival timing clock as a clock detection value.

(57) 要約: 本発明は、光ファイバ伝送路における波形歪みを補償する受信装置において、補償すべき波長分散量を高速に、かつ高精度に推定及び設定する波長分散量推定方法、波長分散補償回路、及び受信装置を提供することを目的とする。本発明に係る波長分散補償回路 101 は、光ファイバ伝送路から受信した光アナログ波形をデジタル信号に変換するアナログデジタル変換器 11 と、アナログデジタル変換器 11 が出力するデジタル信号が持つ光ファイバ伝送路の波長分散による波形歪みを、波長分散量推定方法で推定した分散補

償量で補償するデジタル信号処理器 12 と、アナログデジタル変換器 11 が出力するデジタル信号に含まれる受信データのシンボル到来タイミングクロックを抽出し、シンボル到来タイミングクロックの強度を前記クロック検出値として出力するシンボルクロック抽出器 13 と、を備える。



SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ,
VC, VN, ZA, ZM, ZW.

- (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE,

ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

明 細 書

発明の名称：

波長分散量推定方法、波長分散補償回路、及び受信装置

技術分野

[0001] 本発明は、光通信において用いられるものであり、光ファイバ伝送路における波長分散、偏波間干渉、偏波モード分散などによる波形歪みをデジタル信号処理を用いて補償する波長分散量推定方法、波長分散補償回路、及び受信装置に関する。

背景技術

[0002] 光通信の分野において、周波数利用効率を飛躍的に向上する同期検波方式と信号処理を組み合わせた通信システムが注目されている。直接検波により構築されていたシステムと比較すると、受信感度を向上することができるだけでなく、デジタル信号として受信することで、光ファイバ伝送によって受ける波長分散、偏波モード分散による送信信号の波形歪みを補償することができることが知られており、次世代の光通信技術として導入が検討されている。

[0003] 非特許文献1 および2 に代表されるデジタルコヒーレント方式は、準静的な波長分散を固定のデジタルフィルタ（例えば、28 G b a u d の信号に対し、20000 p s / n m の分散でタップ数が2048 t a p）で補償し、変動のある偏波モード分散を、ブラインドアルゴリズムを用いた小さいタップ数（例えば、50 p s の偏波モード分散で10～12 t a p 程度）の適応フィルタで補償する方法を採用している。

先行技術文献

特許文献

[0004] 特許文献1：特開2001-053679号公報

特許文献2：WO/2009/144997パンフレット

特許文献3：特願2009-169518号公報

特許文献4: WO/2011/007803パンフレット

非特許文献

[0005] 非特許文献1: H. Masuda, et. al., "13.5-Tb/s (135x111-Gb/s/ch) No-Guard-Interval Coherent OFDM Transmission over 6,248 km using SNR Maximized Second-order DRA in the Extended L-band," OSA/OFC/NFOEC 2009, PDPB5.

非特許文献2: Jianjun Yu, et. al., "17 Tb/s (161x114 Gb/s) PolMux-RZ-8PSK transmission over 662 km of ultra-low loss fiber using C-band EDFA amplification and digital coherent detection," ECOC 2008, Th. 3. E. 2, Brussels, Belgium, 21-25 September 2008.

非特許文献3: L. Liu, et al., "Initial Tap Setup of Constant Modulus Algorithm for Polarization De-multiplexing in Optical Coherent Receivers," OSA/OFC/NFOEC 2009, OMT2.

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0006] 伝送システムでは、受信端において伝送路で付加された波長分散による波形歪みを、受信端のデジタル信号処理によって補償する。このとき、伝送路において受ける波長分散量は、伝送路ファイバには、シングルモードファイバ、分散シフトファイバ、ノンゼロ分散シフトファイバなどの種類があり、信号が受ける波長分散量が異なる。また、信号光が伝搬した伝送路ファイバの長さに比例して、累積波長分散量が増加するため、伝送距離によっても累

積分散量が変化する。また、伝送システムの中継器において光分散補償器を挿入する場合もあり、その補償量によって残留分散量が変化する。また、海底システムなどでは、分散補償ファイバを伝送路として用いる場合もある。さらに、信号光のキャリア波長によって、波長分散係数が異なるため、累積分散量は信号光波長にも依存する。上記の理由により、受信端では累積波長分散量に合わせて、分散補償フィルタの係数を制御すべきである。したがって、信号が受けた累積波長分散量を推定する機構が必要になる。

[0007] 最適な波長分散補償量を検出する従来技術としては、波長分散による波形歪みが残留することで発生する受信信号品質の劣化する特徴を用いる方法がある。例えば、波長分散による残留波形歪みは誤り率を増大させる。従って、例えば既知信号パターンと受信パターンを比較して誤り率を算出し、その値が低くなるように波長分散補償回路への設定値を制御する方法がある。また、一般に波長分散による波形歪みが残留する場合、クロック抽出・同期回路における同期検出信号が小さくなる。これの特徴を利用することで、波長分散補償量を制御する方法がある（例えば、特許文献 1 を参照。）。また、アイパターンの開口度を利用する方法も提案されている（例えば、特許文献 2 を参照。）。

[0008] しかし、これらの方法では、受信信号が受けてきた累積波長分散量と、分散補償回路における補償量が大きく異なる場合には、補償の残留分散量とモニタ信号変化との相関が極端に低くなり、モニタ信号を用いて分散補償量を制御することが不可能である。そのため、残留分散量とモニタ信号の相関が得られるような残留分散量となるように、網羅的に分散補償量を変化させて掃引するなどのプロセスが必要であり、設定時間が長くなる問題があった。

[0009] 一方、高速に補償すべき波長分散量を検知する方法として、既知信号を送信信号光に挿入して、既知信号の波形変化から受信端において既知信号部分を利用して波長分散量を推定する方法などがある（例えば、特許文献 3 を参照。）。

[0010] しかしながら、既知信号を用いた分散推定法は高速であるが、偏波モード

分散、非線形波形歪みなど波長分散以外の波形歪みによって推定量に誤差が生じてしまう問題があった。

[0011] 分散補償回路に対して波長分散の推定値を補償量として設定すると、実際補償すべき値と推定値に誤差があった場合、補償後にも波長分散による波形歪みが残留し、誤り率を増加させてしまう。また、例えば偏波モード分散など波長分散以外の歪み要因に対する耐力を低減させてしまう。従って、波長分散補償量に対する誤差を低減することが重要になる。

[0012] 上記で示したように、モニタ信号を用いた制御では検出までに長時間を要すること、また、既知信号を用いた分散推定法では推定誤差の発生を考慮する必要があること、という課題があった。

[0013] そこで、前記課題を解決するために、本発明は、光ファイバ伝送路における波形歪みを補償する受信装置において、補償すべき波長分散量を高速に、かつ高精度に推定及び設定する波長分散量推定方法、波長分散補償回路、及び受信装置を提供することを目的とする。

課題を解決するための手段

[0014] 上記目的を達成するために、本発明に係る波長分散量推定方法は、

- (1) 任意の値を波長分散量の第1の候補値とするステップ、
- (2) 第1の候補値の近傍値を第2の候補値として複数抽出するステップ、
- (3) 各候補値に対応するデジタルクロック抽出信号強度を測定するステップ、
- (4) 複数の信号強度の増減の傾向から最適値（最大となる値）を抽出し、次の第1の候補値とするステップ、
- (5) 所定の条件を満たすまで、(2)～(4)を繰り返す判定ステップ、を有することとした。

[0015] 具体的には、本発明に係る波長分散量推定方法は、光ファイバ伝送路の波長分散による波形歪みを補償する際の分散補償量を推定する波長分散量推定方法であって、

第 k （ k は整数）番目の分散補償量 $D(k)$ の初期値（ $k=0$ ）である分

分散補償量 $D(0)$ を設定する初期値設定手順と、

受信データに含まれるシンボル到来タイミングクロックの分散補償量 $D(k)$ における強度をクロック検出値 $S(k)$ として検出し、記憶するクロック検出手順と、

前記分散補償量 $D(k)$ を所定量 ΔD だけプラス側にシフトした分散補償量 $D(k) + \Delta D$ における前記シンボル到来タイミングクロックの強度をクロック検出値 $S(k+)$ として検出し、記憶するプラス側シフト手順と、

前記分散補償量 $D(k)$ を所定量 ΔD だけマイナス側にシフトした分散補償量 $D(k) - \Delta D$ における前記シンボル到来タイミングクロックの強度をクロック検出値 $S(k-)$ として検出し、記憶するマイナス側シフト手順と、

前記クロック検出値 $S(k)$ 、前記クロック検出値 $S(k+)$ 及び前記クロック検出値 $S(k-)$ を比較する比較手順と、

前記比較手順の結果、前記クロック検出値 $S(k)$ が最大である場合、前記分散補償量 $D(k)$ を最適分散補償量として決定して前記分散補償量の推定を完了し、前記クロック検出値 $S(k+)$ 又は前記クロック検出値 $S(k-)$ が最大である場合、最大の前記クロック検出値の前記分散補償量を第 $k+1$ 番目の分散補償量 $D(k+1)$ として前記クロック検出手順、前記プラス側シフト手順、前記マイナス側シフト手順及び前記比較手順を再度行うことを決定する判定手順と、

を行うことを特徴とする。

[0016] ある分散補償量のクロック検出値とその前後の分散補償量のクロック検出値とを比較したとき、クロック検出値が大きい分散補償量の方向に最適クロック検出値、すなわち最適分散補償量が存在すると考えられる。このため、比較手順でクロック検出値を比較し、クロック検出値が大きくなる方向へ分散補償量を調整することで、最適分散補償量を得ることができる。

[0017] 従って、本発明は、光ファイバ伝送路における波形歪みを補償する受信装置において、補償すべき波長分散量を高速に、かつ高精度に推定及び設定す

る波長分散量推定方法を提供することができる。

[0018] 本発明に係る波長分散量推定方法は、前記初期値設定手順の前に前記分散補償量の概略値を取得し、前記分散補償量の概略値を前記初期値設定手順における前記分散補償量 $D(0)$ とする概略分散補償量取得手順を有することを特徴とする。

[0019] 初段ステップとして、既知信号を用いた波長分散推定法（例えば、特許文献4を参照。）などによって推定された粗推定値を分散補償量の初期値とする。初段ステップの後に、微調整を行うステップを行うことで最適分散補償量の推定を短時間で行うことができる。

[0020] 本発明に係る波長分散量推定方法は、許容繰返し回数 K （ K は自然数）が設定されており、前記判定手順で、 k と K を比較し、 $k=K$ となったときに前記分散補償量の推定を完了することを特徴とする。無限に最適分散補償量の推定を行うことを防止できる。

[0021] 本発明に係る波長分散量推定方法は、前記プラス側シフト手順及び前記マイナス側シフト手順で前記分散補償量をシフトする前記所定量 ΔD が、前記シンボル到来タイミングクロックを検出可能な分散耐力を前記許容繰返し回数 K で割った量であることを特徴とする。最適分散補償量の推定を精度よく行うことができる。

[0022] 本発明に係る波長分散量推定方法は、前記プラス側シフト手順及び前記マイナス側シフト手順で前記分散補償量をシフトする前記所定量 ΔD より小さい微少量 δD が設定されており、

前記クロック検出手順において、前記分散補償量 $D(k)$ におけるクロック検出値 $S(k \pm 0)$ 、及び前記分散補償量 $D(k)$ を中心として分散補償量 $D(k) \pm n \delta D$ （ n は自然数）におけるクロック検出値 $S(k \pm n \delta)$ を検出し、クロック検出値 $S(k \pm 0)$ 及びクロック検出値 $S(k \pm n \delta)$ を平均化して前記クロック検出値 $S(k)$ とし、

前記プラス側シフト手順において、前記分散補償量 $D(k) + \Delta D$ におけるクロック検出値 $S(k \pm 0 +)$ 、及び前記分散補償量 $D(k) + \Delta D$ を中

心として分散補償量 $D(k) + \Delta D \pm n \delta D$ (n は自然数)におけるクロック検出値 $S(k \pm n \delta +)$ を検出し、クロック検出値 $S(k \pm 0 +)$ 及びクロック検出値 $S(k \pm n \delta +)$ を平均化して前記クロック検出値 $S(k +)$ とし、

前記マイナス側シフト手順において、前記分散補償量 $D(k) - \Delta D$ におけるクロック検出値 $S(k \pm 0 -)$ 、及び前記分散補償量 $D(k) - \Delta D$ を中心として分散補償量 $D(k) - \Delta D \pm n \delta D$ (n は自然数)におけるクロック検出値 $S(k \pm n \delta -)$ を検出し、クロック検出値 $S(k \pm 0 -)$ 及びクロック検出値 $S(k \pm n \delta -)$ を平均化して前記クロック検出値 $S(k -)$ とすることを特徴とする。

[0023] 分散補償量の周辺でクロック検出値を平均化することで、局所的な変動がある場合でも安定化することができる。

[0024] 本発明に係る波長分散量推定方法は、前記クロック検出手順、前記プラス側シフト手順及び前記マイナス側シフト手順の少なくとも1つは、所定時間間隔で複数回繰り返されることを特徴とする。

[0025] クロック検出値を時間平均することで、局所的な変動がある場合でも安定化することができる。

[0026] 本発明に係る波長分散量推定方法は、前記判定手順で、前記クロック検出値 $S(k)$ と前記クロック検出値 $S(k +)$ との差及び前記クロック検出値 $S(k)$ と前記クロック検出値 $S(k -)$ との差が所定の閾値未満の場合、前記分散補償量 $D(k)$ を最適分散補償量として決定して前記分散補償量の推定を完了することを特徴とする。

[0027] クロック検出値の差が小さく、最適値がどちらの方向にあるか不確定な状態で推定を行うことを避けることで、推定動作を安定化することができる。

[0028] 本発明に係る波長分散補償回路は、前記光ファイバ伝送路から受信した光アナログ波形をデジタル信号に変換するアナログデジタル変換器と、

前記アナログデジタル変換器が出力する前記デジタル信号が持つ前記光ファイバ伝送路の波長分散による波形歪みを、前記波長分散量推定方法で推定

した前記分散補償量で補償するデジタル信号処理器と、

前記アナログデジタル変換器が出力する前記デジタル信号に含まれる受信データのシンボル到来タイミングクロックを抽出し、前記シンボル到来タイミングクロックの強度を前記クロック検出値として出力するシンボルクロック抽出器と、
を備える。

[0029] 本発明に係る波長分散補償回路は、前記波長分散量推定方法を採用する。従って、本発明は、光ファイバ伝送路における波形歪みを補償する受信装置において、補償すべき波長分散量を高速に、かつ高精度に推定及び設定する波長分散補償回路を提供することができる。

[0030] 本発明に係る受信装置は、前記波長分散補償回路を含む。

[0031] 本発明に係る受信装置は、前記波長分散補償回路を備える。従って、本発明は、光ファイバ伝送路における波形歪みを補償する受信装置において、補償すべき波長分散量を高速に、かつ高精度に推定及び設定する受信装置を提供することができる。

発明の効果

[0032] 本発明は、光ファイバ伝送路における波形歪みを補償する受信装置において、補償すべき波長分散量を高速に、かつ高精度に推定及び設定する波長分散量推定方法、波長分散補償回路、及び受信装置を提供することができる。

図面の簡単な説明

[0033] [図1]本発明に係る波長分散量推定方法を説明する図である。

[図2]本発明に係る波長分散量推定方法を説明するフロー図である。

[図3]本発明に係る波長分散量推定方法を説明する図である。

[図4]本発明に係る波長分散量推定方法を説明するフロー図である。

[図5]本発明に係る波長分散量推定方法を説明するフロー図である。

[図6]本発明に係る波長分散量推定方法を説明する図である。

[図7]本発明に係る波長分散量推定方法を説明するフロー図である。

[図8]本発明に係る受信装置を説明する図である。

発明を実施するための形態

[0034] 添付の図面を参照して本発明の実施形態を説明する。以下に説明する実施形態は本発明の実施例であり、本発明は、以下の実施形態に制限されるものではない。なお、本明細書及び図面において符号が同じ構成要素は、相互に同一のものを示すものとする。

[0035] 図8は、本実施形態の受信装置300を説明する図である。受信装置300は波長分散補償回路101を含む。波長分散補償回路101は、光ファイバ伝送路から受信した光アナログ波形をデジタル信号に変換するアナログデジタル変換器11と、アナログデジタル変換器11が出力するデジタル信号が持つ光ファイバ伝送路の波長分散による波形歪みを、以下で説明する波長分散量推定方法で推定した分散補償量で補償するデジタル信号処理器12と、アナログデジタル変換器11が出力するデジタル信号に含まれる受信データのシンボル到来タイミングクロックを抽出し、シンボル到来タイミングクロックの強度をクロック検出値として出力するシンボルクロック抽出器13と、を備える。

[0036] デジタル信号処理器12が行う波長分散量推定方法の実施形態を説明する。

[0037] (実施形態1)

まず、粗調整プロセスとして、既知信号を用いた波長分散推定法などによって推定された粗推定値を初期値として分散補償回路に設定する。このとき、波長分散の大部分が補償され、推定誤差などによって生じる残留分散による波形歪みを受けた波形が分散補償回路から出力される。

[0038] この後、微調整プロセスに入る。図1及び図2は、本実施形態の微調整プロセスを説明する図である。 $D(k)$ はデジタル信号処理器12に設定する分散補償量を示す。まず、第一段階として、初期値 $k=0$ の分散補償量 $D(0)$ を設定し、クロック同期の検出信号値を測定してメモリに記憶する。これをクロック検出値 $S(0)$ とする。次に、図1(a)にあるように、第一段階として、

[1] 分散補償量 $D(0)$ からある一定量 ΔD だけ正の方向にシフトさせる (分散補償量 $D(0) + \Delta$)。そして、クロック同期のクロック検出値 $S(0+)$ を測定して記憶する。

[2] 同様に、分散補償量 $D(0)$ からある一定量 ΔD だけ負の方向にシフトさせ (分散補償量 $D(0) - \Delta$)、その際のクロック同期のクロック検出値 $S(0-)$ を測定して格納する。

一定量 ΔD は、 500 psec/nm 以下に設定することができるが、微調整プロセスで調整した後の波長分散ずれ量の目標値に基づいて設定することが好ましい。例えば、タップ数 $10 \sim 20$ であり、1 タップあたりの遅延量が $15 \sim 20 \text{ psec/nm}$ である適応フィルタを採用し、当該目標値が $\pm 100 \sim 150 \text{ psec/nm}$ であるならば、 ΔD を $25 \sim 150 \text{ psec/nm}$ に設定する。 ΔD を細かく設定すれば微調整する精度が向上するが、微調整完了までに時間がかかることになる。従って、精度と時間とのバランスを考慮して ΔD を設定することが望ましい。例えば、上記目標値であるならば、精度と時間とのバランスを考慮して ΔD を 50 psec/nm に設定する。

[0039] クロック検出値が大きい符号方向に最適値が存在すると考えられる。このため、 $S(0)$ 、 $S(0+)$ 、 $S(0-)$ を比較する。クロック検出値が $S(0+) > S(0-)$ の場合、 $D(0) + \Delta D$ を次の分散補償量 $D(1)$ に設定する。逆に、クロック検出値が $S(0+) < S(0-)$ の場合、 $D(0) - \Delta D$ を次の分散補償量 $D(1)$ に設定する。 $S(0+)$ 、 $S(0-)$ とともに $S(0)$ より小さい場合、すなわち、 $S(0) > S(0+)$ かつ $S(0) > S(0-)$ の場合、分散補償量 $D(1) = D(0)$ とする。

[0040] ここでは、 $S(0+) > S(0-)$ であった場合を想定し、分散補償量 $D(1) = D(0) + \Delta D$ に設定したとして、以降のプロセスを説明する。

[0041] 図 1 (b) の第二段階として、分散補償量 $D(1) = D(0) + \Delta D$ のクロック検出値 $S(1)$ を測定して記憶する。

[3] 次に、分散補償量をさらに正の方向へ ΔD だけシフトさせ、 $D1 + \Delta$

Dに設定した場合のクロック検出値 $S(1+)$ を検出してメモリに格納する。

第一段階にて正の方向にシフトしたため、分散補償量を正の方向 $D(1) + \Delta D$ へシフトしたが、第一段階にて負の方向へシフトした場合は、第二段階でも分散補償量を負の方向 $D(1) - \Delta D$ へシフトすることになる。両者のクロック検出値 $S(1)$ と $S(1+)$ を比較して、 $S(1+) > S(1)$ の場合には、分散補償量を $D(2) = D(1) + \Delta D$ に、 $S(1+) < S(1)$ の場合には、これで完了となる。

[0042] 上記の例では、分散補償量 $D(1)$ と $D(1) + \Delta D$ のみを比較したが、逆側 $D(1) = D(0) - \Delta D$ へもシフトして、検出信号の値 $S(1-)$ を測定、記憶するプロセスを追加してもよい。一方の符号方向のみシフトさせて最適化シーケンスを進める場合、第一ステップでの判定方向で、それ以降の全ステップのシフト方向が決定されるため、クロック検出信号には時間変動や検出誤差が想定される状況では、本来の最適な分散補償値に収束しない可能性がある。ステップ毎に正側へシフトした点、負側へシフトした点での検出信号を測定し、毎ステップにおいてシフト方向を判断することが可能になるメリットがある。ただし、 $D(1) - \Delta D$ と $D(0)$ は同じ値となるため、既に測定済みのポイントであるため、必ずしも検出する必要はない。

[0043] ここでは、 $S(1+) < S(1)$ であった場合を想定し、分散補償量を $D(2) = D(1) + \Delta D$ に設定したとして、以降を説明する。

[0044] 図1(c)の第三段階としては、まず分散補償量 $D(2)$ でのクロック検出値 $S(2)$ を測定する。

[4] 次に、分散補償量を $D(2)$ を中心として、正方向に ΔD だけシフトさせ、そこでのクロック検出値 $S(2+)$ を測定、メモリ格納する。そして、両者を比較して、 $S(2+) > S(2)$ の場合には、分散補償量を $D(3) = D(2) + \Delta D$ に、 $S(2+) < S(2)$ の場合には、これで完了となる。

[0045] 本実施形態の波長分散量推定方法は、以降同様のプロセスを繰り返すことで、最適な分散補償量に漸近させる方法である。

[0046] ここで、本来検出信号には誤差が含まれるため、 $S(k+)$ 、 $S(k-)$ 、及び $S(k)$ の差分が小さい場合には、再度 $S(k)$ を設定し、やり直し測定する選択がある。これにより、差分が小さく、最適値が正負どちらの方向に存在するか不確定な状況で、不確定な情報を元にシフトさせることは不安定な動作を引き起こす危険性を低減することができる。

[0047] 上記の手法では、各設定値におけるクロック検出信号の1回の測定値によって、分散補償量の設定値を決定していくプロセスになっている。従って、その測定における誤差が大きい場合には、最適化のシーケンスが不安定な動作となってしまう可能性がある。安定化するための手法として、各設定値に対して異なる時刻において複数回測定して、その平均値を比較することで正負符号のどちらの方向にシフトすべきかを判断することで、動作の安定化が期待される。

[0048] 上記の例では、分散補償量の初期値として、分散推定回路の粗推定値を利用したが、外部から与えられた分散値を設定する場合もある。このような例として、伝送路の分散量を予め分散測定器などで測定した場合などが考えられる。

[0049] (実施形態2)

クロック同期回路の検出信号の残留分散依存性が局所的に揺らぐ可能性がある。この場合、第一の実施例では、局所的な変化のために正方向にシフトすべきか、負方向にシフトすべきかの判断が困難となる場合がある。本実施形態は、局所的な残留分散依存性がある状況であっても、平均化することで高精度に分散補償量のシフト方向を判定し、安定的に分散補償量の推定を行うことができる。

[0050] 図3は、本実施形態の微調整プロセスを説明する図である。図3(a)に示すように、それぞれの分散補償量 $D(k)$ において、 $D(k)$ からある微小量 δD だけ分散補償量を正の方向にシフトさせる。そして、クロック同期

のクロック検出値 $S(k + \delta)$ を測定して記憶する。次に、 $D(k)$ から負の方向に δD だけシフトさせ、その際のクロック同期のクロック検出値 $S(k - \delta)$ を測定してメモリに格納する。また、 $D(k)$ から $2\delta D$ だけ正方向にシフトさせて、クロック同期のクロック検出値 $S(k + 2\delta)$ を測定してメモリに格納する。同様に、 $D(k)$ から $-2\delta D$ だけシフトさせ、クロック同期のクロック検出値 $S(k - 2\delta)$ を測定してメモリに格納する。このように、正方向及び負方向に δD ステップで分散補償量をシフトさせ、クロック検出値 $S(k \pm n\delta)$ を検出してメモリに格納する。

微少量 δD は、図 3 の分散補償量に対するクロック検出値 $S(k)$ に発生するリップルの周期及び振幅に基づいて設定する。具体的には、微少量 δD はリップルの周期以下とすればよい。例えば、リップルの振幅がクロック検出値 $S(k)$ の 10% 程度である場合、設定分散補償量 $D(k)$ を ΔD シフトした際のクロック検出値 $S(k)$ の平均的な変動量はクロック検出値 $S(k)$ の 10% 未満とする。また、他の具体例として、微少量 δD を一定量 ΔD の $1/3 \sim 1/50$ 、好ましくは $1/5 \sim 1/10$ とすることができる。さらに、具体的数値として、 ΔD が $25 \sim 150 \text{ psec/nm}$ である場合、 δD を $5 \sim 25 \text{ psec/nm}$ 、好ましくは $5 \sim 15 \text{ psec/nm}$ に設定する。

[0051] これを定められた N 回だけ繰り返す。 N も精度と時間とのバランスを考慮して設定する。例えば、 N は 3 以上 7 以下に設定する。そして、 $D(k)$ を中心として δD ステップでシフトして測定・記憶したクロック検出 $S(k \pm n\delta)$ から $D(k)$ での代表値を算出する。代表値を算出する方法としては、 n に対する平均化処理（加算処理）を施し、平均値 $S_{avg}(k)$ を算出する方法がある。例えば、 $S_{avg}(k)$ の算出例を式で記述すると、次式のようになる。

[数1]

$$S_{avg}(k) = \sum_{n=0}^N S(k \pm n \cdot \delta) \quad (1)$$

[0052] 図3 (b) に示すように、ある分散補償量 $D(k)$ で $S_{avg}(k)$ を取得した後は、実施形態1で説明したように、 ΔD だけ分散補償量をプラス側又はマイナス側にシフトさせ、上述のように $S_{avg}(k+1)$ を取得する ([1] [2])。そして、分散補償量の方向を決定してさらに ΔD だけ分散補償量をシフトさせて $S_{avg}(k+2)$ 以降を順に取得する ([3])。

[0053] このように、本実施形態の波長分散量推定方法は、分散補償量 $D(k)$ のそれぞれにおいて、 δD ステップでシフトさせた周囲複数ポイントでのクロック検出値を平均化することで、局所的な変動がある場合でも安定化することができる。

[0054] (実施形態3)

実施形態1及び2では、分散シフト幅が ΔD であるため、これ以上細かく最適化することが不可能であった。本実施形態では、この点を解決する方法を述べる。

[0055] まず、粗調整プロセス及び微調整プロセスの第一段階は、実施形態1の説明と同様である。なお、実施形態1では、 k を設定番号として分散補償量 $D(k)$ を説明したが、本実施形態では、 k 、 m を設定番号とし、分散補償量を $D(k, m)$ で表すことにする。 k は、正又は負方向のクロック検出値を比較する前半工程の試行番号であり、 m は判定した方向へシフトする後半工程の試行回数に相当する。

[0056] すなわち、 $S(0)$ 、 $S(0+)$ 、 $S(0-)$ を比較した結果、クロック検出値が $S(0+) > S(0-)$ の場合、分散補償量を $D(1, 0) = D(0) + \Delta D$ に設定する。逆に、クロック検出値が $S(0+) < S(0-)$ の場合、分散補償量を $D(1, 0) = D(0) - \Delta D$ に設定する。また、 $S(0) > S(0+)$ かつ $S(0) > S(0-)$ の場合、分散補償量を $D(1, 0) = D(0)$ とする。

[0057] ここでは、 $S(0+) > S(0-)$ であった場合を想定し、分散補償量 $D(1, 0) = D(0) + \Delta D$ に設定したとして、以降のプロセスを説明する

。

[0058] 前述のように第一段階の前半にて分散補償量が正の方向にシフトすると判定したため、第一段階の後半として、さらに ΔD だけ正の方向にシフトし、分散補償量を $D(1, 0) + \Delta D$ とする。第一段階の前半にて分散補償量が負の方向へシフトした場合は、第一段階の後半でも負の方向へ ΔD シフトすることになる。

[0059] 分散補償量 $D(1, 0) + \Delta D$ に設定した場合のクロック検出値 $S(1, 0+)$ を検出してメモリに格納する。そして、 $D(1, 0)$ のときのクロック検出値 $S(1, 0)$ と $D(1, 0) + \Delta D$ のときのクロック検出値 $S(1, 0+)$ を比較して、 $S(1, 0+) > S(1, 0)$ の場合には、分散補償量を $D(1, 1) = D(1, 0) + \Delta D$ にシフトすると判断する。

[0060] これは、図4のシフト是非判定において、Yesを選択した場合に相当する。この場合、さらに、 ΔD だけ正方向にシフトさせ、 $D(1, 1) + \Delta D$ に設定してクロック検出値 $S(1, 1+)$ を測定して記憶し、 $D(1, 1)$ のクロック検出値 $S(1, 1)$ と $D(1, 1) + \Delta D$ のクロック検出値 $S(1, 1+)$ を比較する。図中のシフト是非判定において、Yesを選択した場合は、シフト是非判定の手順を繰り返すことになる。

[0061] 一方、 $S(1, 0 + \Delta) < S(1, 0)$ の場合には、これ以上の ΔD の幅でシフトする必要はないと判断する。これは、図4のシフト是非判定において、Noを選択した場合に相当する。この場合は、前半の試行回数カウンタ k をインクリメントして、シフト量を ΔD から $\Delta D/2$ に半減させ、正又は負方向の両シフト方向での検出信号強度の比較のステップに戻る。

[0062] 上記の例では、シフト是非判定のステップにおいて、分散補償量 $D(1, 0)$ と $D(1, 0) + \Delta D$ のみを比較したが、逆側 $D(1, 0) - \Delta D$ へもシフトして、検出信号の値 $S(1, 0 - \Delta)$ を測定して記憶するプロセスを追加してもよい。

[0063] 一方の符号方向のみシフトさせる最適化シーケンスの場合、第一段階での判定方向で、それ以降の後半工程のシフト方向が決定されるため、クロック

検出値には時間変動や検出誤差が想定される状況では、本来の最適な分散補償値に収束しない可能性もある。本実施形態では、各段階毎に分散補償値を正側へシフトした点、負側へシフトした点でのクロック検出値を測定し、毎段階においてシフト方向を判断することが可能になる。このため、本実施形態では、クロック検出値には時間変動や検出誤差が想定される状況でも本来の最適な分散補償値に収束できるメリットがある。なお、例えば上記の例では $D(1, 0) - \Delta D$ と既に測定済みの $D(0)$ は同じ値となるため、必ずしもクロック検出値を検出する必要はない。

[0064] 次に第二段階の前半工程でを説明する。ここで第一段階の前半工程でプラス側へのシフトを選択し、後半工程の1回目のシフト是非判定ステップにおいて Yes、2回目のシフト是非判定ステップにて No となった場合を想定して以下の説明を進める。つまり、第一段階での分散補償量は $D(1, 1) = D(0) + 2\Delta D$ で完了した場合を想定する。

[0065] 第二段階の前半では、 $k = 2$ とした上で、 $D(1, 1) = D(0) + 2\Delta D$ を中心として正方向及び負方向に $\Delta D / 2$ だけ変化させて、それぞれでの検出信号強度を測定して記憶し、より検出信号強度が大きくなる方向を判定する。それぞれ $D(1, 1) + \Delta D / 2$ 、 $D(1, 1) - \Delta D / 2$ に設定した場合のクロック検出値 $S(1, 1 + \Delta D / 2)$ 、 $S(1, 1 - \Delta D / 2)$ を検出してメモリに格納する。

[0066] そして、両者を比較して、 $S(1, 1 + \Delta D / 2) > S(1, 1 - \Delta D / 2)$ の場合には、シフト方向は正側と判断し、分散補償量を $D(2, 0) = D(1, 1) + \Delta D / 2$ に設定する。一方、 $S(1, 1 + \Delta D / 2) < S(1, 1 - \Delta D / 2)$ の場合には、シフト方向は負側と判断し、 $D(2, 0) = D(1, 1) - \Delta D / 2$ に設定する。

[0067] また、 $S(1, 1 + \Delta D / 2)$ 、 $S(1, 1 - \Delta D / 2)$ とともに $S(1, 1)$ より小さい場合、すなわち $S(1, 1) > S(1, 1 + \Delta D / 2)$ かつ $S(1, 1) > S(1, 1 - \Delta D / 2)$ の場合、 $D(2, 0) = D(1, 1)$ とする。

- [0068] 次に、第二段階の後半の説明を行う。ここでは、第一段階と同様であり、第二段階の前半にて、分散補償量が正方向と判定された場合には、正の方向に $\Delta D / 2$ だけ更にシフトする。一方、分散補償量が負方向と判定された場合には、負の方向に $\Delta D / 2$ だけ更にシフトする。一方、分散補償量がシフトしないと判定された場合、これ以上 $\Delta D / 2$ の幅でシフトする必要がないと判断されるため、シフト是非判定にてNoの手順に進む。
- [0069] ここでは、分散補償量が負方向へシフトすると判断された場合を想定して説明する。分散補償量をさらに負方向へ $\Delta D / 2$ だけシフトさせ、 $D(2, 0) - \Delta D / 2$ に設定し、クロック検出値 $S(2, 0 - \Delta D / 2)$ を検出してメモリに格納する。そして、 $D(2, 0)$ と $D(2, 0) - \Delta D / 2$ を比較して、 $S(2, 0 - \Delta D / 2) > S(2, 0)$ の場合には、分散補償量を $D(2, 1) = D(2, 0) - \Delta D / 2$ にシフトすると判断する。これは、図4のシフト是非判定において、Yesを選択した場合に相当する。この場合、さらに、 $\Delta D / 2$ だけ負方向にシフトさせて、検出信号を測定・記憶の手順し、シフト是非判定の手順を繰り返すことになる。
- [0070] 一方、 $S(2, 0 - \Delta D / 2) < S(2, 0)$ の場合には、これ以上の $\Delta D / 2$ の幅でシフトする必要はないと判断する。これは、図4のシフト是非判定において、Noを選択した場合に相当する。この場合は、試行回数カウンタ(k, n)をインクリメントして、正負方向の両シフト方向での検出信号強度の比較の第一段階に戻る。ただし、ここではシフト量を $\Delta D / 2$ から $\Delta D / 4$ に更に半減させる。以降、同様なプロセスを繰り返すことで、最適な分散補償量を検索する。
- [0071] このように、試行回数kが大きくなるにつれて、分散補償量のシフト幅を $\Delta D / (2^{k-1})$ のように半減させていくことで、分散補償量の最適値を精度よく、さらに効率的に検索することができる。
- [0072] (実施形態4)

クロック同期回路の検出信号の残留分散依存性が局所的に揺らぐ可能性がある。この場合、実施形態3の波長分散量推定方法では、局所的な変化のた

めに正方向にシフトすべきか、負方向にシフトすべきかの判断が困難になる可能性がある。また、シフト是非判定においても、シフト回数の判断が困難となる可能性がある。本実施形態では、局所的な残留分散依存性がある状況であっても、平均化することで、高精度に分散補償量のシフト方向を判定し、安定に動作させることができる。

[0073] 図5は、本実施形態の微調整プロセスを説明する図である。図5に示すように、それぞれの分散補償量設定値 $D(k, m)$ において、 $D(k, m)$ からある微小量 δD だけ、分散補償設定値を正の方向にシフトさせる。そして、クロック同期のクロック検出値 $S(k, m + \delta)$ を測定し、記憶する。次に、 $D(k, m)$ を中心として負の方向に δD だけシフトさせ、その際のクロック同期のクロック検出値 $S(k, m - \delta)$ を測定し、メモリに格納する。また、初期設定値から $2\delta D$ だけ正方向にシフトさせて、クロック同期のクロック検出値 $S(k, m + 2\delta)$ を測定、メモリに格納する。同様に、負方向にも初期値から $-2\delta D$ だけシフトさせた設定値において、クロック同期のクロック検出信号 $S(k, m - 2\delta)$ を測定し、メモリに格納する。このように、正方向及び負方向に δD ステップで分散補償量をシフトさせ、クロック検出値 $S(k, m \pm n\delta)$ を検出し、メモリに格納する。これを定められた N 回だけ繰り返す。

[0074] そして、 $D(k)$ を中心として δD ステップでシフトして測定し記憶したクロック検出 $S(k, m \pm n\delta)$ から $D(k, m)$ での代表値を算出する。代表値を算出する方法としては、 n に対する平均化処理（加算処理）を施し、平均値 $S_{avg}(k, m)$ を算出する方法がある。例えば、 $S_{avg}(k, m)$ の算出例を式で記述すると、次式のようになる。

[数2]

$$S_{avg}(k, m) = \sum_{n=0}^N S(k, m \pm n \cdot \delta) \quad (2)$$

このように、本実施形態の波長分散量推定方法は、分散補償量 $D(k, m)$ のそれぞれにおいて、 δD ステップでシフトさせた周囲複数ポイントでのク

ロック検出値を平均化することで、局所的な変動がある場合でも安定化することができる。

[0075] (実施形態5)

クロック同期回路の検出信号の残留分散依存性が局所的に揺らぐ可能性がある。この場合、実施形態3の波長分散量推定方法では、局所的な変化のために正方向にシフトすべきか、負方向にシフトすべきかの判断が困難になる可能性がある。本実施形態では、局所的な残留分散依存性がある状況であっても、平均化することで、高精度に分散補償量のシフト方向を判定し、安定に動作させることができる。

[0076] 図7は、本実施形態の波長分散量推定方法の微調整プロセスを説明する図である。事前に行う粗調整プロセスは実施形態1の説明と同様である。

[0077] 続く微調整プロセスは以下の通りである。分散補償回路に分散補償量の初期値 $D(0)$ を設定した場合のサンプリングクロック抽出回路のクロック検出信号値を測定して記憶する。これを $S(0)$ とする。次に、図6(a)に示すように、初期値 $D(0)$ からある微小量 δD だけ分散補償量を正の方向にシフトさせる。そして、クロック検出値 $S(0 + \delta)$ を測定して記憶する。次に、初期値 $D(0)$ からある微小量 δD だけ分散補償量を負の方向にシフトさせ、その際のクロック検出値 $S(0 - \delta)$ を測定してメモリに格納する。また、初期値 $D(0)$ から $2\delta D$ だけ正方向にシフトさせて、クロック同期のクロック検出値 $S(0 + 2\delta)$ を測定してメモリに格納する。同様に、負方向にも初期値 $D(0)$ から $-2\delta D$ だけシフトさせて、クロック同期のクロック検出値 $S(0 - 2\delta)$ を測定してメモリに格納する。このように、正方向及び負方向に δD ステップでクロック検出値 $S(0 \pm n\delta)$ を検出し、メモリに格納する。これを N 回だけ繰り返す。

[0078] 次の段階として、図6(b)に示すように、 $D(0)$ を中心として ΔD だけ正方向にシフトさせ、クロック検出値 $S(0 + \Delta)$ を検出してメモリに格納する([1])。さらに、 δD ステップで正方向及び負方向にシフトさせて、クロック検出値 $S(0 + \Delta \pm n\delta)$ を検出してメモリに格納する。これ

をN回だけ繰り返す。ここで、一般には、 δD は ΔD に比較して小さい量を考える。

[0079] 同様に、図6（b）に示すように、 $D(0)$ を中心として ΔD だけ負方向にシフトさせてクロック検出値 $S(0 - \Delta)$ を検出してメモリに格納する（[2]）。加えて、 δD ステップで正方向及び負方向にシフトさせて、クロック検出値 $S(0 - \Delta \pm n \delta)$ を検出し、メモリに格納する。これをN回だけ繰り返す。

[0080] さらに次の段階として、図6（c）に示すように、 $D(0)$ を中心として、 $2\Delta D$ だけ正方向にシフトさせ、クロック検出値 $S(0 + 2\Delta)$ を検出してメモリに格納する（[3]）。さらに、 δD ステップで正方向及び負方向にシフトさせて、クロック検出値 $S(0 + 2\Delta \pm n \delta)$ を検出し、メモリに格納する。同様に、 $D(0)$ を中心として、 $2\Delta D$ だけ負方向にシフトさせてクロック検出値 $S(0 - 2\Delta)$ を検出してメモリに格納する（[4]）。加えて、 δD ステップで正方向及び負方向にシフトさせて、クロック検出値 $S(0 - 2\Delta \pm n \delta)$ を検出し、メモリに格納する。これをN回だけ繰り返す。

[0081] 以降のステップとしても、同様の手順を繰り返し、自然数 k が設定された最大値 K となるまでクロック検出値 $S(0 + k\Delta \pm n \delta)$ を検出、メモリ格納を繰り返す。ただし、 $n = 0, 1, \dots, N$ である。

[0082] $k = 0, 1, \dots, K$ において得られたクロック検出値 $S(0 + k\Delta \pm n \delta)$ について n に対して平均化して $k = 0, 1, \dots, K$ の中から最適値を判断する。平均化の一例としては、それぞれの k におけるクロック検出値 $S(0 + k\Delta \pm n \delta)$ に対して、 n で平均化処理（加算処理）を施し、それぞれの平均値 $S_{avg}(0 + k\Delta)$ を算出する。例えば、 $S_{avg}(0 + k\Delta)$ の算出例を式で記述すると、次式のようになる。

[数3]

$$S_{avg}(0 + k\Delta) = \sum_{n=0}^N S(0 + k\Delta \pm n \cdot \delta) \quad (3)$$

[0083] 他の実施形態として、忘却係数を用いた平均化の方法も考えられる。平均化途中の値を $Savg(0+k\Delta, n)$ と定義すると、以下の演算を忘却係数を α 、 $Savg(0+k\Delta, 0)=0$ を初期値として、 $n=0, 1, \dots, N$ まで繰り返すことで、最終的な平均値 $Savg(0+k\Delta) = Savg(0+k\Delta, N)$ を得ることができる。

[数4]

$$Savg(0+k\Delta, n) = (1-2\alpha) \cdot Savg(0+k\Delta, n-1) + \alpha \cdot S(0+k\Delta+n\cdot\delta) + \alpha \cdot S(0+k\Delta-n\cdot\delta) \quad (4)$$

[0084] そして、分散補償量の最適値の選択方法としては、クロック検出値の平均値 $Savg(0+k\Delta)$ が最大となる k を検索し、それを最適な k としてもよい。

産業上の利用可能性

[0085] 以上説明した様に、本発明によれば、光通信システムの波長分散補償回路の補償量に対して微小な変化を与え、クロック検出信号をモニタ信号として最適な補償量を探索する際に、与える変化量を試行回数の度に半減させていくことで効率的に最適な分散補償量を検出することができる。

符号の説明

- [0086] 11 : アナログデジタル変換器
 12 : デジタル信号処理器
 13 : シンボルクロック抽出器
 15 : 光ファイバ
 101 : 波長分散補償回路
 300 : 受信装置

請求の範囲

[請求項1]

光ファイバ伝送路の波長分散による波形歪みを補償する際の分散補償量を推定する波長分散量推定方法であって、

第 k (k は整数) 番目の分散補償量 $D(k)$ の初期値 ($k = 0$) である分散補償量 $D(0)$ を設定する初期値設定手順と、

受信データに含まれるシンボル到来タイミングクロックの分散補償量 $D(k)$ における強度をクロック検出値 $S(k)$ として検出し、記憶するクロック検出手順と、

前記分散補償量 $D(k)$ を所定量 ΔD だけプラス側にシフトした分散補償量 $D(k) + \Delta D$ における前記シンボル到来タイミングクロックの強度をクロック検出値 $S(k +)$ として検出し、記憶するプラス側シフト手順と、

前記分散補償量 $D(k)$ を所定量 ΔD だけマイナス側にシフトした分散補償量 $D(k) - \Delta D$ における前記シンボル到来タイミングクロックの強度をクロック検出値 $S(k -)$ として検出し、記憶するマイナス側シフト手順と、

前記クロック検出値 $S(k)$ 、前記クロック検出値 $S(k +)$ 及び前記クロック検出値 $S(k -)$ を比較する比較手順と、

前記比較手順の結果、前記クロック検出値 $S(k)$ が最大である場合、前記分散補償量 $D(k)$ を最適分散補償量として決定して前記分散補償量の推定を完了し、前記クロック検出値 $S(k +)$ 又は前記クロック検出値 $S(k -)$ が最大である場合、最大の前記クロック検出値の前記分散補償量を第 $k + 1$ 番目の分散補償量 $D(k + 1)$ として前記クロック検出手順、前記プラス側シフト手順、前記マイナス側シフト手順及び前記比較手順を再度行うことを決定する判定手順と、を行うことを特徴とする波長分散量推定方法。

[請求項2]

前記初期値設定手順の前に前記分散補償量の概略値を取得し、前記分散補償量の概略値を前記初期値設定手順における前記分散補償量 D

(0) とする概略分散補償量取得手順を有することを特徴とする請求項 1 に記載の波長分散量推定方法。

[請求項3] 許容繰返し回数 K (K は自然数) が設定されており、
前記判定手順で、 k と K を比較し、 $k = K$ となったときに前記分散補償量の推定を完了することを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載の波長分散量推定方法。

[請求項4] 前記プラス側シフト手順及び前記マイナス側シフト手順で前記分散補償量をシフトする前記所定量 ΔD が、前記シンボル到来タイミングクロックを検出可能な分散耐力を前記許容繰返し回数 K で割った量であることを特徴とする請求項 3 に記載の波長分散量推定方法。

[請求項5] 前記プラス側シフト手順及び前記マイナス側シフト手順で前記分散補償量をシフトする前記所定量 ΔD より小さい微少量 δD が設定されており、

前記クロック検出手順において、前記分散補償量 $D(k)$ におけるクロック検出値 $S(k \pm 0)$ 、及び前記分散補償量 $D(k)$ を中心として分散補償量 $D(k) \pm n \delta D$ (n は自然数) におけるクロック検出値 $S(k \pm n \delta)$ を検出し、クロック検出値 $S(k \pm 0)$ 及びクロック検出値 $S(k \pm n \delta)$ を平均化して前記クロック検出値 $S(k)$ とし、

前記プラス側シフト手順において、前記分散補償量 $D(k) + \Delta D$ におけるクロック検出値 $S(k \pm 0 +)$ 、及び前記分散補償量 $D(k) + \Delta D$ を中心として分散補償量 $D(k) + \Delta D \pm n \delta D$ (n は自然数) におけるクロック検出値 $S(k \pm n \delta +)$ を検出し、クロック検出値 $S(k \pm 0 +)$ 及びクロック検出値 $S(k \pm n \delta +)$ を平均化して前記クロック検出値 $S(k +)$ とし、

前記マイナス側シフト手順において、前記分散補償量 $D(k) - \Delta D$ におけるクロック検出値 $S(k \pm 0 -)$ 、及び前記分散補償量 $D(k) - \Delta D$ を中心として分散補償量 $D(k) - \Delta D \pm n \delta D$ (n は自

然数)におけるクロック検出値 $S(k \pm n\delta -)$ を検出し、クロック検出値 $S(k \pm 0 -)$ 及びクロック検出値 $S(k \pm n\delta -)$ を平均化して前記クロック検出値 $S(k -)$ とすることを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載の波長分散量推定方法。

[請求項6] 前記クロック検出手順、前記プラス側シフト手順及び前記マイナス側シフト手順の少なくとも 1 つは、所定時間間隔で複数回繰り返されることを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載の波長分散量推定方法。

[請求項7] 前記判定手順で、前記クロック検出値 $S(k)$ と前記クロック検出値 $S(k +)$ との差及び前記クロック検出値 $S(k)$ と前記クロック検出値 $S(k -)$ との差が所定の閾値未満の場合、前記分散補償量 $D(k)$ を最適分散補償量として決定して前記分散補償量の推定を完了することを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載の波長分散量推定方法。

[請求項8] 前記光ファイバ伝送路から受信した光アナログ波形をデジタル信号に変換するアナログデジタル変換器と、

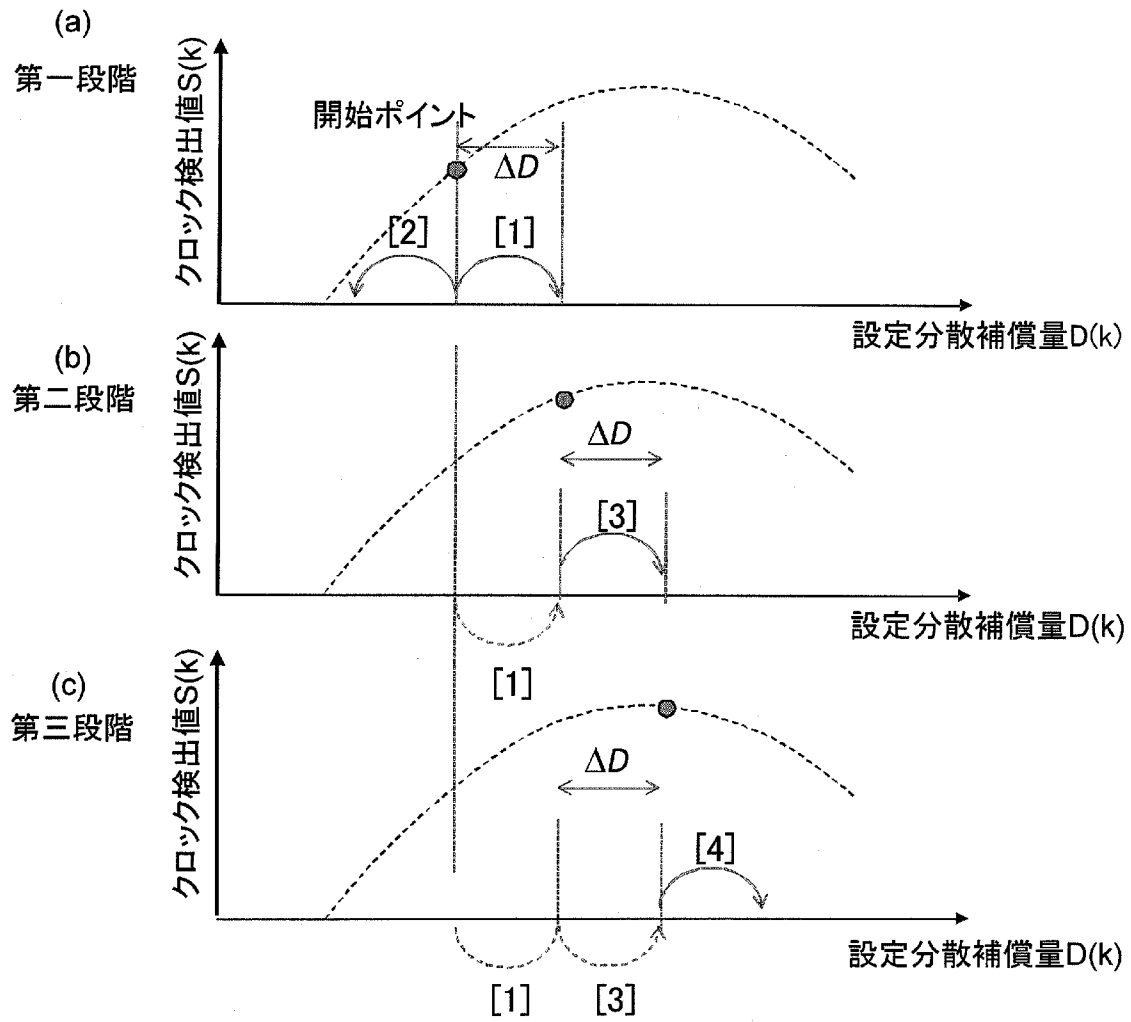
前記アナログデジタル変換器が出力する前記デジタル信号が持つ前記光ファイバ伝送路の波長分散による波形歪みを、請求項 1 から 7 のいずれかに記載の波長分散量推定方法で推定した前記分散補償量で補償するデジタル信号処理器と、

前記アナログデジタル変換器が出力する前記デジタル信号に含まれる受信データのシンボル到来タイミングクロックを抽出し、前記シンボル到来タイミングクロックの強度を前記クロック検出値として出力するシンボルクロック抽出器と、

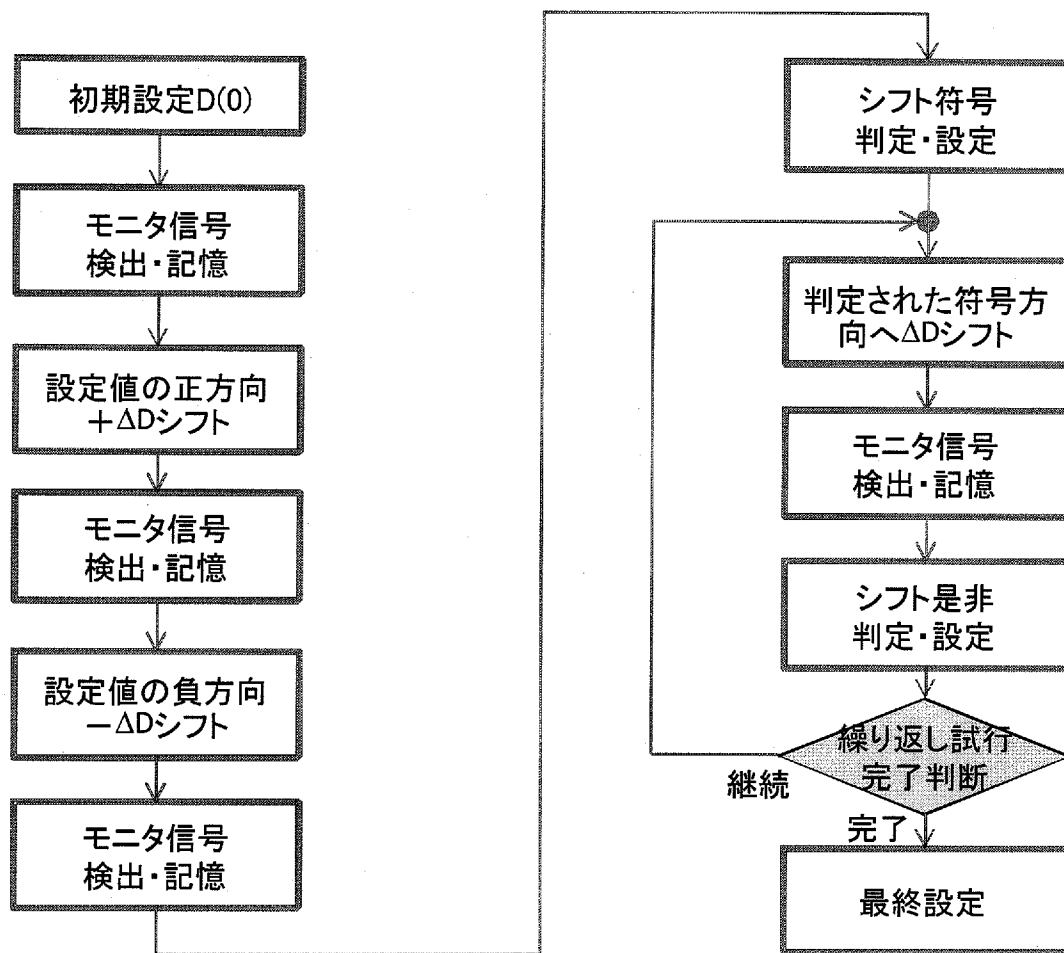
を備える波長分散補償回路。

[請求項9] 請求項 8 に記載の波長分散補償回路を含む受信装置。

[図1]

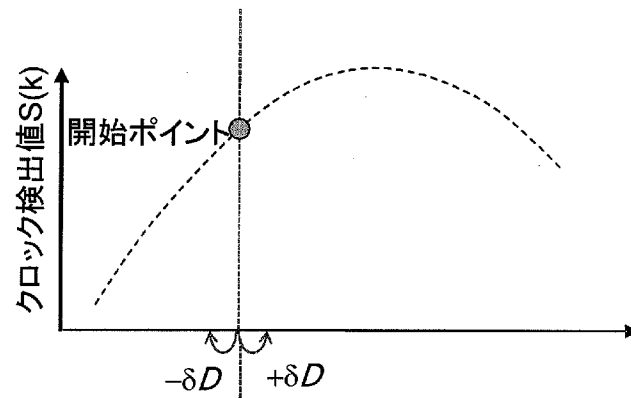


[図2]

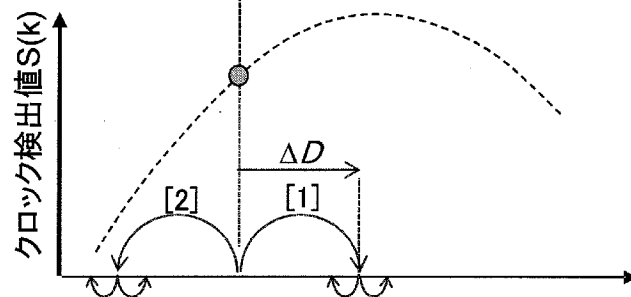


[図3]

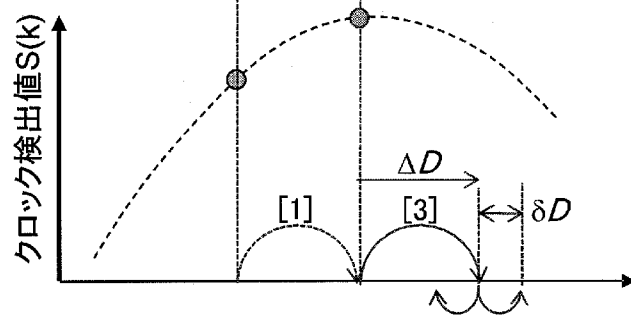
(a)
第一段階



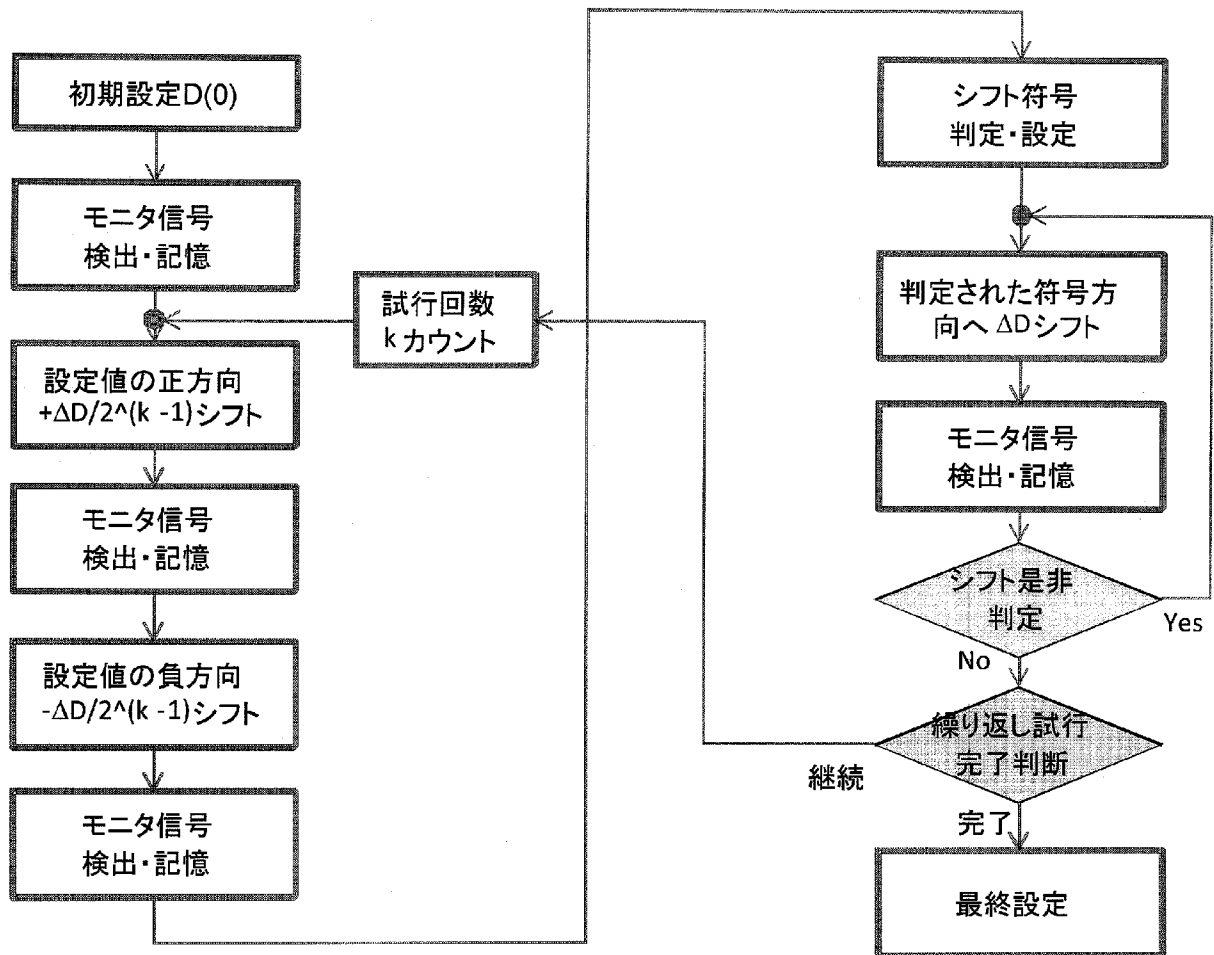
(b)
第二段階



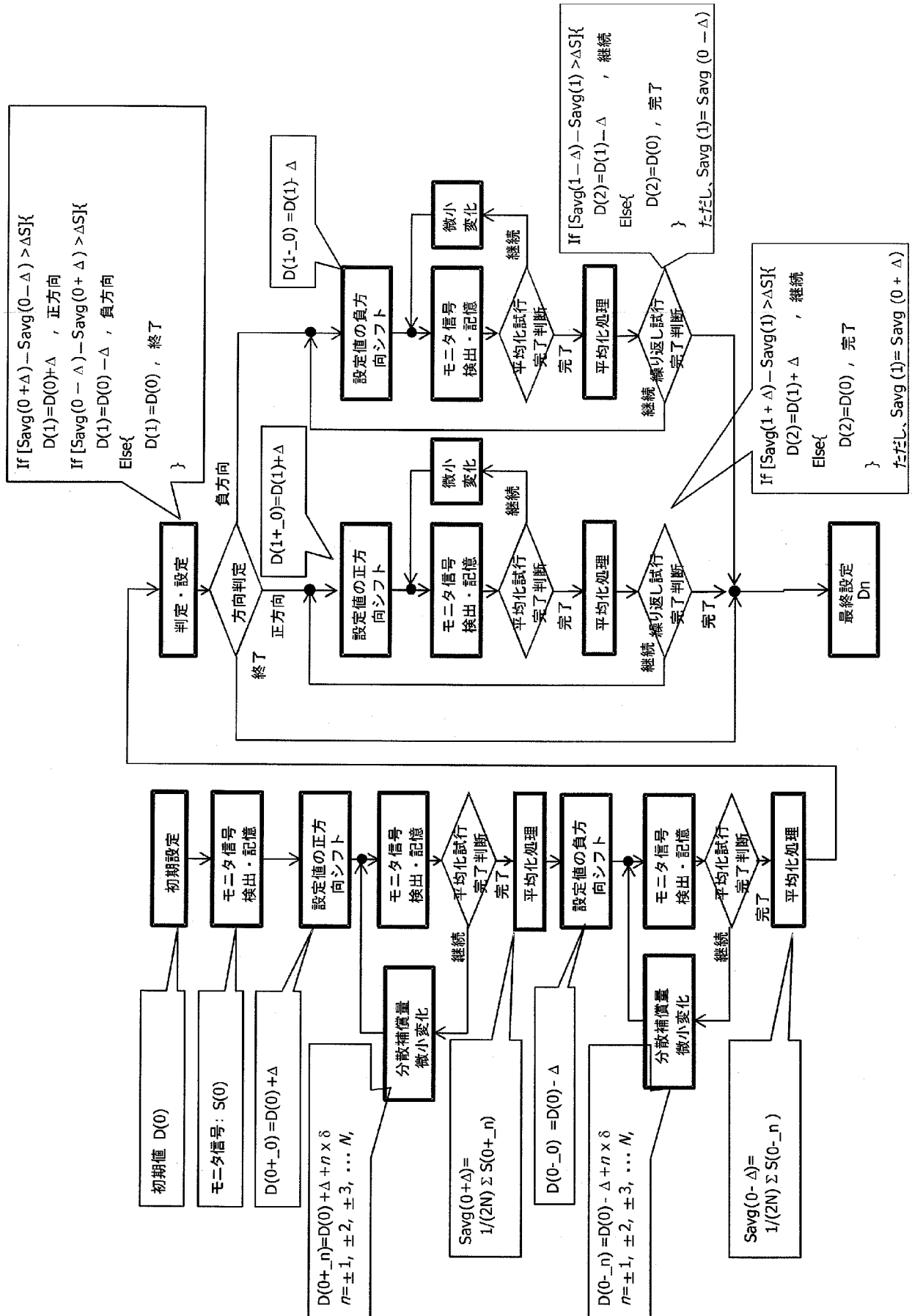
(c)
第三段階



[図4]

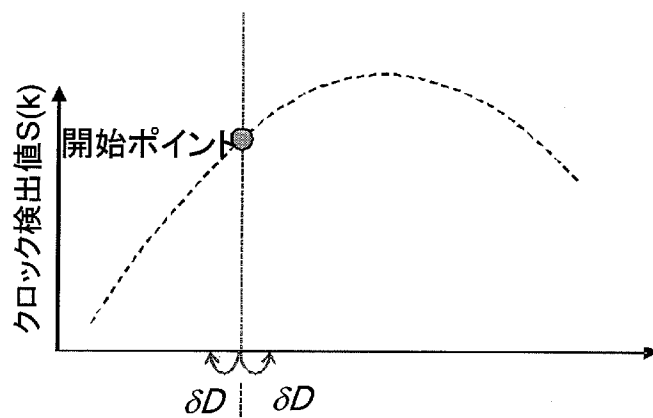


[図5]

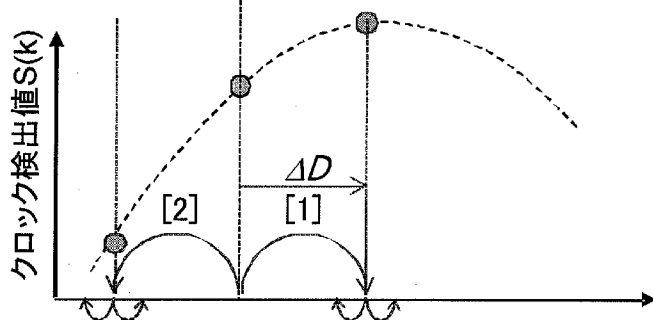


[図6]

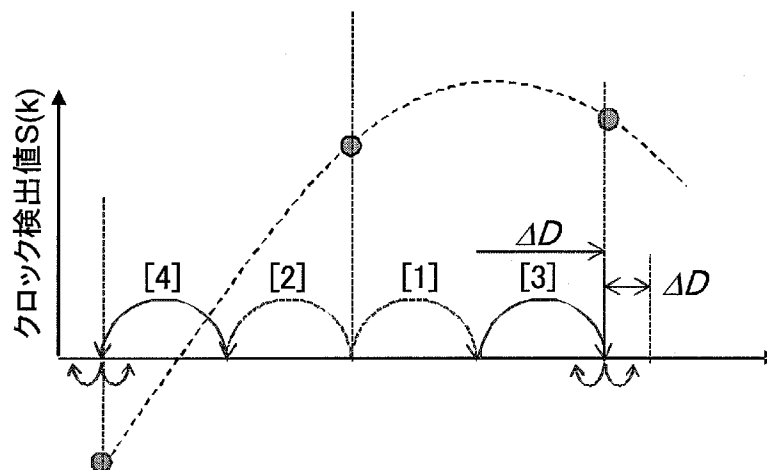
(a)
第一段階



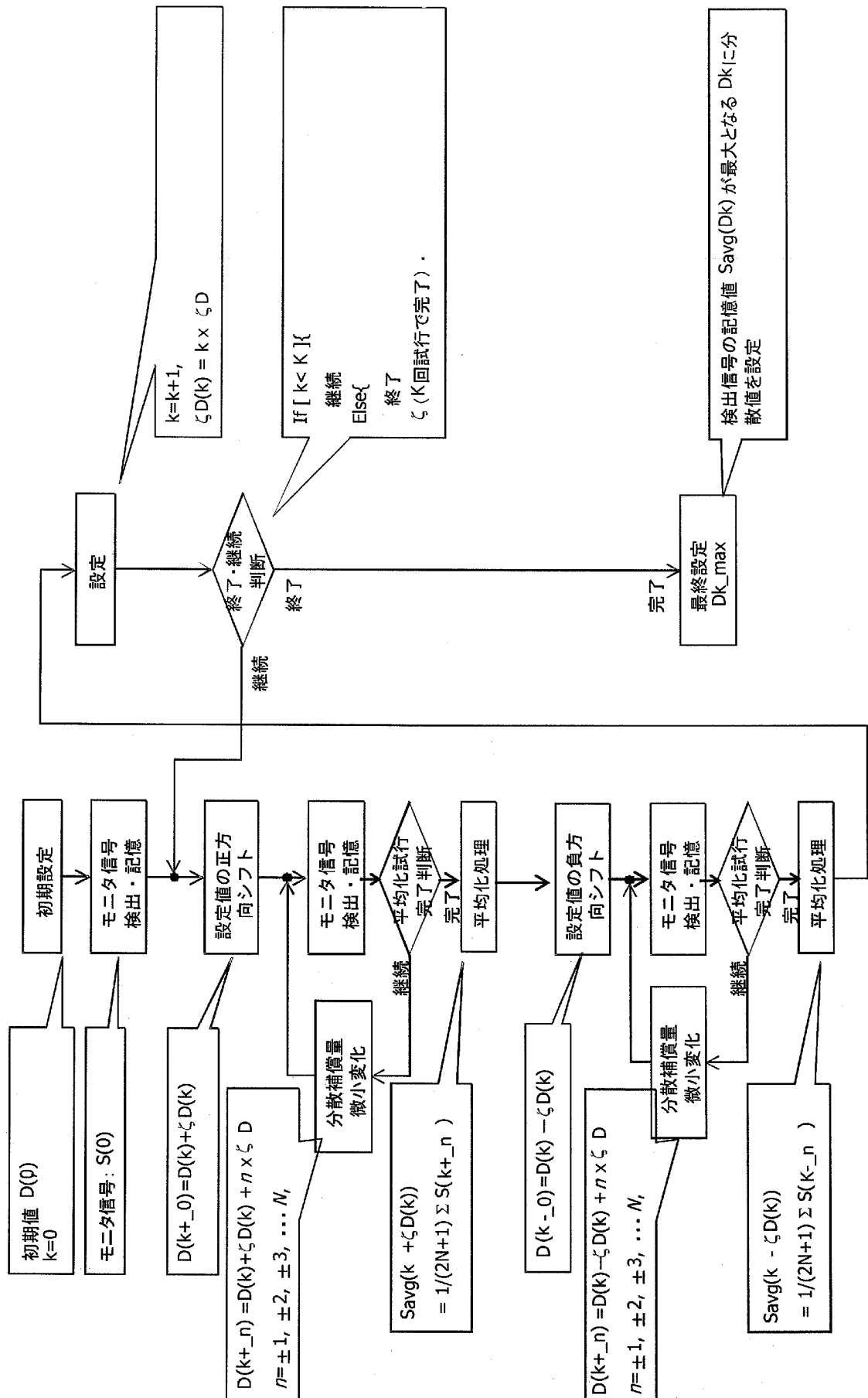
(b)
第二段階



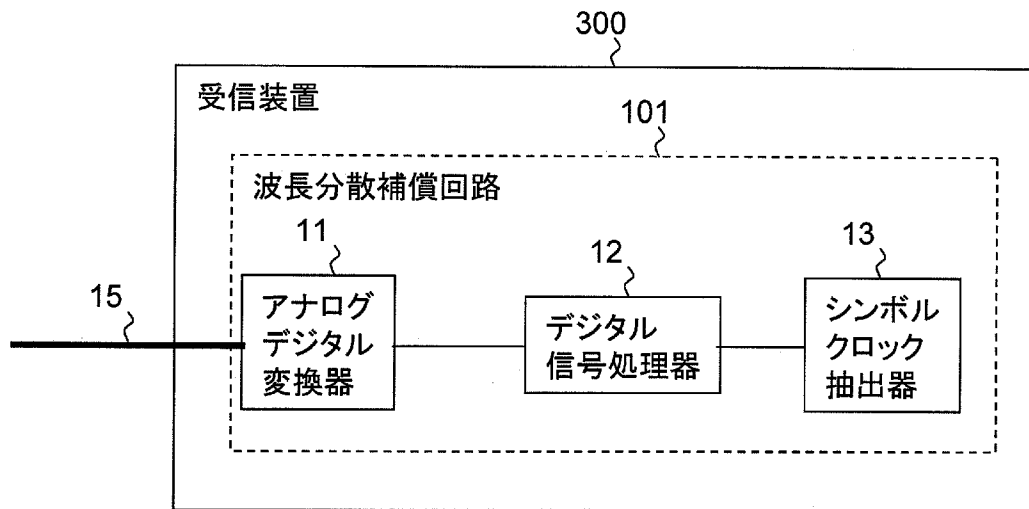
(c)
第三段階



[図7]



[図8]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2012/051427

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04B10/02 (2006.01) i, H04B10/18 (2006.01) i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H04B10/02, H04B10/18

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2012
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2012	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2012

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	WO 99/48231 A1 (Fujitsu Ltd.), 23 September 1999 (23.09.1999), page 7, line 2 to page 8, line 19; fig. 8 & US 2003/0163771 A1	1-9
Y	JP 2010-178222 A (Fujitsu Ltd.), 12 August 2010 (12.08.2010), paragraphs [0040] to [0043], [0050] to [0055]; fig. 6, 8 & US 2010/0196017 A1 & EP 2214333 A1	1-9
A	WO 2007/141846 A1 (Fujitsu Ltd.), 13 December 2007 (13.12.2007), paragraphs [0076] to [0095]; fig. 3 & US 2009/0080902 A1	1-9



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date

“L” document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

“O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

“P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

“T” later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

“X” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

“Y” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

“&” document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
13 February, 2012 (13.02.12)

Date of mailing of the international search report
21 February, 2012 (21.02.12)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C））
Int.Cl. H04B10/02 (2006.01)i, H04B10/18 (2006.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H04B10/02, H04B10/18

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1 9 2 2 - 1 9 9 6 年
日本国公開実用新案公報	1 9 7 1 - 2 0 1 2 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 1 2 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 1 2 年

国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
Y	WO 99/48231 A1（富士通株式会社） 1999.09.23, 第7ページ第2行-第8ページ第19行, 図8 & US 2003/0163771 A1	1-9
Y	JP 2010-178222 A（富士通株式会社） 2010.08.12, 段落【0040】-【0043】、【0050】-【0055】、図6, 図8 & US 2010/0196017 A1 & EP 2214333 A1	1-9

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す）

「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

1 3 . 0 2 . 2 0 1 2

国際調査報告の発送日

2 1 . 0 2 . 2 0 1 2

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（I S A / J P）

郵便番号 1 0 0 - 8 9 1 5

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官（権限のある職員）

後澤 瑞征

電話番号 0 3 - 3 5 8 1 - 1 1 0 1 内線 3 5 3 4

5 J

4 5 4 0

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	WO 2007/141846 A1 (富士通株式会社) 2007.12.13, 段落 [0076] - [0095], 図 3 & US 2009/0080902 A1	1-9